



- 4 MAI 2000

FR 00 / 958

4

REC'D 15 MAY 2000

WIPO

PCT

# BREVET D'INVENTION

CERTIFICAT D'UTILITÉ - CERTIFICAT D'ADDITION

09/719468

## COPIE OFFICIELLE

Le Directeur général de l'Institut national de la propriété industrielle certifie que le document ci-annexé est la copie certifiée conforme d'une demande de titre de propriété industrielle déposée à l'Institut.

21 AVR. 2000

Fait à Paris, le .....

Pour le Directeur général de l'Institut  
national de la propriété industrielle  
Le Chef du Département des brevets

**DOCUMENT DE  
PRIORITE**  
PRESENTE OU TRANSMIS  
CONFORMEMENT A LA REGLE  
17.1.a) OU b)

Martine PLANCHE

INSTITUT  
NATIONAL DE  
LA PROPRIETE  
INDUSTRIELLE

SIEGE  
26 bis, rue de Saint Petersburg  
75800 PARIS Cédex 08  
Téléphone : 01 53 04 53 04  
Télécopie : 01 42 93 59 30

**THIS PAGE BLANK (USPTO)**



DÉSIGNATION DE L'INVENTEUR

(si le demandeur n'est pas l'inventeur ou l'unique inventeur)

DEPARTEMENT DES BREVETS

26bis, rue de Saint-Petersbourg  
75800 Paris Cédex 08

Tél. : 01 53 04 53 04 - Télécopie : 01 42 93 59 30

N° D'ENREGISTREMENT NATIONAL

9904754

F°111391 - LS/ASD

TITRE DE L'INVENTION :

PROCEDE DE REDUCTION D'INTERFERENCE ENTRE UTILISATEURS ET  
UTILISATION DANS UN RESEAU D'ACCES RADIO

LE(S) SOUSSIGNÉ(S)

Société anonyme :  
ALCATEL

DÉSIGNE(NT) EN TANT QU'INVENTEUR(S) (indiquer nom, prénoms, adresse et souligner le nom patronymique) :

- SARI Hikmet  
25 Square Edison  
94000 CRETEIL, FRANCE

NOTA : A titre exceptionnel, le nom de l'inventeur peut être suivi de celui de la société à laquelle il appartient (société d'appartenance) lorsque celle-ci est différente de la société déposante ou titulaire.

Date et signature ~~(à compléter par le titulaire ou le mandataire)~~ du mandataire

15.04.1999 PARIS

J. EL MANOUNI

## PROCEDE DE REDUCTION D'INTERFERENCE ENTRE UTILISATEURS ET UTILISATION DANS UN RESEAU D'ACCES RADIO

La présente invention a pour objet un procédé de réduction  
5 d'interférence entre des utilisateurs, et une utilisation de ce procédé dans un  
réseau d'accès de type radioélectrique. Le domaine de l'invention est  
préférentiellement celui des réseaux d'accès radioélectrique utilisant des  
fréquences millimétriques ou sub-millimétriques. Ces réseaux sont désignés  
10 dans la littérature sous diverses appellations telles que LMDS pour Local  
Multipoint Distribution Systems (système de distribution locale avec multiples  
utilisateurs fixes). Dans ces réseaux, une station de base utilise une antenne  
sectorielle et l'antenne du terminal d'un utilisateur est une antenne directive,  
pointée vers la station de base desservant une cellule dans laquelle se  
15 trouve ce terminal. Il est également possible que l'antenne de la station de  
base ne soit pas sectorielle. Ces systèmes sont présentés dans l'article  
intitulé "Broadband radio access to home and businesses : MMDS and  
LMDS" dû à Hikmet SARI et publié dans la revue Computer Networks, vol  
31, par Elsevier Science Hollande en 1999, pages 379 à 393.

Des réseaux de ce type ont pour objet de constituer une alternative  
20 aux réseaux filaires (paires de fils de cuivre, câbles coaxiaux, ou fibres  
optiques) déjà en place sur des territoires et qui présentent des limites de  
performance ou des coûts rédhibitoires d'infrastructure. Le but de l'invention  
est de résoudre des problèmes d'interférences qui surviennent par contre  
dans l'utilisation de réseaux de ce type.

25 Dans ces réseaux multipoints d'accès radioélectrique, l'antenne de la  
station de base peut être omnidirectionnelle, ou sectorielle. Dans le cas  
sectoriel, une cellule d'un tel réseau est constituée de plusieurs secteurs.  
Dans une mise en œuvre conventionnelle, un secteur utilise une fréquence  
distincte des autres secteurs de la même cellule (éventuellement chaque  
30 secteur utilise un sous-ensemble de fréquences, les sous-ensembles utilisés  
dans des secteurs distincts sont disjoints). Le principe d'allocation des  
fréquences entre cellules voisines a pour but de minimiser les interférences  
potentielles créées dans le réseau cellulaire.

La figure 1 montre un exemple d'un réseau LMDS, rectangulaire avec  
35 des secteurs de 90°. Les références 1, 2, 3 et 4 désignent quatre fréquences

ou sous-ensembles de fréquences utilisés dans ce type de réseau cellulaire. Dans ce type de réseau, chaque cellule est constituée par un carré centré sur une station de base. Ces stations de base sont représentées par des ronds. Chaque cellule est partagée en quatre secteurs correspondant aux quatre antennes sectorielles de la station de base. Les traits en continu de la figure 1 constituent des frontières des secteurs appartenant à une même cellule, les traits en pointillés représentent des frontières entre cellules. Des terminaux fixes d'utilisateurs sont représentés par des points. Par exemple les points A, B et C représentent des terminaux localisés dans un même secteur d'une même cellule.

On a représenté en grisé une de ces cellules. Au sein d'une cellule, chacun des quatre secteurs est étiqueté par un chiffre qui indique la fréquence, ou l'ensemble de fréquences, qui lui est (sont) assignée(s). On voit que toutes les stations de base utilisent les mêmes fréquences, mais que l'assignation des fréquences aux diverses cellules du réseau est faite de telle sorte qu'il n'y ait pas d'interférence entre cellules adjacentes.

D'autres géométries de réseaux cellulaires peuvent être définies, utilisant des antennes sectorielles d'ouverture angulaire différente, par exemple :  $120^\circ$ ,  $60^\circ$ ,  $45^\circ$ . Dans tous les cas, la mise en œuvre du réseau exige l'utilisation de plusieurs fréquences par cellule, et génère des interférences entre utilisateurs du système.

Le rapport signal sur interférence (C/I) est une fonction de la position de l'utilisateur. Le pire des cas correspond aux points extrêmes situés sur les lignes horizontales, verticale et diagonale des cellules pour chaque station de base. En effet, une antenne associée aux terminaux localisés en ces points est dirigée non seulement dans la direction de sa propre station de base, mais également dans la direction des stations de base situées sur la même horizontale (respectivement verticale ou diagonale). Compte tenu du mode d'assignation des fréquences, il y a interférence avec une station de base suivant immédiatement une station de base adjacente, le long de la ligne horizontale (respectivement verticale, diagonale). Par contre il n'y a pas interférence avec la station de base adjacente.

Le rapport entre les longueurs respectives des trajets portant un signal utile et celui portant un signal d'interférence est malheureusement faible. Par exemple, pour le secteur 1 de la station de base en haut à gauche

de la figure 1, les trois points les plus défavorables sont indiqués par A, B et C respectivement. Supposons que  $2D$  représente la distance entre deux stations de base voisines. Un utilisateur aux points B et C au bord de la cellule avec son terminal pointé vers sa station de base (donc à une distance  $D$  de celle-ci) interfère avec la station de base située à une distance  $5D$  ( $D + 2D + 2D$ ). Le terminal B représenté sur la figure 2 est situé en limite de cellule, sur une droite horizontale joignant entre elles les stations de base du réseau. Bien entendu, le même schéma serait applicable au point C, situé sur une verticale joignant les stations de base. Dans le cas diagonal du point A, un facteur  $\sqrt{2}$  sera introduit sur toutes les distances considérées et le résultat final restera inchangé.

En supposant que toutes les stations de base émettent la même puissance, le rapport signal sur interférence est égal à  $C/I = 10 \log(5^2)$  soit 14 dB. Cette description correspond à un système de type TDMA (Time Division Multiple Access, Accès Multiple à répartition dans le temps) ayant quatre canaux de fréquence pour couvrir toute une zone géographique. Si on suppose maintenant qu'il y a juste deux canaux disponibles, le rapport  $C/I$  associé aux points les plus défavorables devient  $C/I = 10 \log(3^2)$  soit 9.5 dB. Ceci peut être aisément montré en remplaçant 4 par 2 et 3 par 1 dans les figures 1 et 2. On voit alors clairement qu'il y a dans ce cas interférence entre cellules adjacentes.

Le choix d'une architecture d'allocation en fréquence est déterminant à cet égard. Un opérateur, dans une gamme de fréquence donnée se voit alloué une bande de fréquence, par définition limitée. Dans cette bande, il doit prévoir les communications montantes et les communications descendantes, pour chaque secteur, en tenant compte du fait que la station de base émet omnidirectionnellement ou au moins sectoriellement et que les terminaux émettent directionnellement. Le choix d'une telle émission omnidirectionnelle pour une station de base est lié à des raisons d'économie d'équipement des stations de base.

L'invention a pour objet de remédier à ces inconvénients et de proposer une technique d'accès dans laquelle ces interférences ne sont plus un problème. Bien que l'invention soit destinée à régler les problèmes de la voie descendante, rien n'empêche qu'elle soit aussi utilisée dans la voie montante. L'invention préconise d'utiliser ainsi, pour la voie descendante au

moins, un procédé de codage avec étalement de spectre de type CDMA avec utilisation d'une même fréquence dans tous les secteurs. Avec un tel type de codage, des symboles binaires transmis de type +1 ou -1 sont codés par multiplication par une séquence de  $2N$  bits de codage +1 et -1 également. Le résultat de cette multiplication est une séquence de  $2N$  signaux binaires +1 et -1 appelés chips. Ces chips servent ensuite à moduler une porteuse dont le signal est rayonné par l'antenne de la station de base. Le temps alloué pour l'envoi d'un symbole restant le même, toutes choses égales par ailleurs, le facteur d'étalement de spectre résultant de ce procédé est de  $2N$ . Avec des séquences de codage orthogonales, par exemple de type Walsh Hadamard WH, le nombre de séquences différentes utilisables est de  $2N$ . Et donc un nombre d'utilisateurs susceptibles de se trouver simultanément dans cette situation géographique est de  $2N$  par cellule si le rayonnement est omnidirectionnel et s'il associe une séquence à chaque utilisateur.

Dans des réseaux d'accès avec antennes d'utilisateurs directives décrits ci-dessus, une interférence à combattre est uniquement géométrique. Elle affecte principalement des terminaux recevant des émissions de stations de base alignées par rapport à eux. Par exemple, un récepteur au point B de la figure 2 reçoit les émissions des stations de base BTS1 et BTS2 puisqu'il pointe sur la station de base BTS1. Comme toutes les stations de base émettent sur une même porteuse, un problème d'interférence survient au point B. Du fait que les stations de base ne sont pas synchronisées, l'orthogonalité de codage par des séquences de codage  $2N_i$  (la séquence de codage  $2N_i$  est affectée à la liaison descendante de BTS1 à B) ne sert à rien pour protéger le récepteur B des émissions des stations BTS2 et BTS3.

Selon l'invention, on choisit pour transmettre un message à l'utilisateur B à partir de la station de base BTS1, de coder chaque symbole avec une double séquence WH. Cette double séquence possède une première et une deuxième séquence simple. Dans la suite de cet exposé, on considérera le terme de séquence simple de longueur  $2N$ , utilisable classiquement avec un étalement de spectre de facteur  $2N$ , et le terme de séquence double de longueur  $4N$  (ou triple  $6N$ , ou quadruple  $8N$ , ou autre) avec également un étalement de spectre de facteur  $2N$ , utilisable dans l'invention. Une telle solution résout efficacement le problème car l'utilisateur B recevra les



émissions (qui lui sont destinées) de la station de base BTS1 avec une séquence  $2N_i2N_i$ . La séquence  $2N_i2N_i$  est dans ce cas une séquence double de longueur  $4N$ . Au moment du décodage, le décodage des chips reçus par la séquence double  $2N_i2N_i$  attendue sera de 3dB supérieur au décodage des chips codés par une séquence simple  $2N_i$ . On ajoute ainsi un facteur de 3 dB dans la qualité du signal utile reçu. Dans certains cas, c'est suffisant pour reconnaître le signal utile. Le cas échéant, on peut effectuer un codage d'un symbole à transmettre par une séquence triple, une séquence quadruple ou une séquence multiple quelconque. On gagne dans ce cas progressivement en rapport signal sur bruit.

L'invention a donc pour objet un procédé de transmission de messages de type CDMA entre une station de base et des terminaux d'utilisateur dans lequel,

- pour des messages destinés à certains terminaux d'utilisateur, on code des symboles de ces messages avec une séquence de codage de  $2N$  bits pour produire des séquences de  $2N$  chips, et

- on émet les chips,  
caractérisé en ce que

- pour des autres messages destinés à certains autres terminaux d'utilisateur, on code des symboles de ces autres messages avec une séquence de codage de  $k2N$  bits pour produire des séquences de  $k2N$  chips,  $k$  étant un entier plus grand que un.

L'invention sera mieux comprise à la lecture de la description qui suit et à l'examen des figures qui l'accompagnent. Celles-ci ne sont présentées qu'à titre indicatif et nullement limitatif de l'invention. Les figures montrent:

Figure 1 : une représentation déjà commentée d'un réseau cellulaire rectangulaire avec secteurs de  $90^\circ$ ;

Figure 2 : une représentation déjà commentée d'un scénario d'interférence dans le réseau de la figure 1;

Figure 3 : une représentation selon l'invention d'une assignation de séquences orthogonales de codage de type CDMA à l'intérieur d'une cellule;

Figure n° 4 : une représentation d'une génération préférée d'un signal codé avec une technique CDMA;

Figure n° 5 : une représentation d'une interférence dans une voie montante, d'un utilisateur vers une station de base ;

Figure n° 6 : une représentation d'une interférence dans une voie descendante d'une station de base vers un utilisateur ;

Figure n° 7: une représentation de zones grisées correspondant à une forte interférence (sens descendant) ;

5        Figures 8a et 8b : une représentation temporelle de différents modes de codage de l'invention.

Les réseaux décrits ci-dessus montrent les limites des réseaux cellulaires TDMA. Pour un réseau à quatre bandes de fréquence (bande occupée 4W), dans le pire cas, le rapport signal sur interférence C/I vaut 14dB. Pour un réseau à deux bandes de fréquence (bande occupée 2W) : le rapport C/I vaut 9.5 dB. On se propose avec l'invention, en utilisant une technologie d'accès différente, d'améliorer ces limites, par exemple en obtenant, pour une bande occupée 2W, un rapport C/I meilleur que 9.5 dB. A cet effet, dans l'invention on peut utiliser une même fréquence dans tous les secteurs à l'aide de la technique d'accès CDMA. On propose une variante de cette technique qui permette d'augmenter significativement le rapport C/I associé aux positions les plus défavorables.

Comme précédemment, on considère dans un exemple un réseau cellulaire dont la géométrie reproduit celle décrite en figure 1, mais on remplace les quatre fréquences porteuses (ou groupes de fréquences) 1 à 4 par une même fréquence porteuse codée par des sous-ensembles disjoints S1 et S2 de séquences orthogonales de décodage (par exemple des séquences de Walsh-Hadamard) de longueur 2N. Ceci est montré sur la figure 3. Si la sectorisation comporte plus de quatre secteurs, par exemple six ou huit, on fait en sorte que des sous-ensembles disjoints de séquences orthogonales soient affectés à deux secteurs adjacents dans la cellule. Le nombre 2N est retenu ici pour permettre une comparaison simple, en termes de rapport signal sur interférence, entre la solution de l'invention et celle de l'état de la technique. Mais ce n'est pas une obligation. Ce nombre pourrait même être impair bien que pour d'autres raisons il sera de préférence pair.

L'assignation des sous-ensembles S1 et S2 aux quatre secteurs d'une cellule est effectuée comme suit. Deux secteurs en diagonale l'un de l'autre dans une cellule sont desservis par un même sous-ensemble de séquences S1 (ou S2). Deux secteurs contigus, c'est à dire voisins mais dans deux cellules adjacentes, sont desservis par deux sous-ensembles de séquences

S1 (ou S2) identiques. Pour des raisons de symétrie, le nombre des séquences dans chaque sous-ensemble sera de  $N$ . Mais ce n'est pas une obligation. Le cas échéant, quelques aménagements du plan général de répartition des séquences pourraient être à prévoir. Ce mode d'assignation assure l'absence d'interférence entre secteurs voisins dans une cellule, grâce à l'orthogonalité entre n'importe lesquelles des séquences de S1 et de S2.

De préférence, l'ensemble des cellules du réseau, et, à l'intérieur de chaque cellule, l'ensemble des secteurs, utilisent une même bande de fréquence de largeur  $2W$ . Dans cette largeur de bande il est permis de mettre en œuvre un facteur d'étalement égal à  $2N$ . Le nombre d'utilisateurs par secteur est limité à  $N$  (soit au total  $4N$  utilisateurs par cellule) par l'assignation à chaque utilisateur d'une séquence particulière prise dans l'un des sous-ensembles de  $N$  séquences S1 ou S2.

Les caractéristiques préférée du réseau cellulaire sont donc les suivantes :

- occupation spectrale :  $2W$
- facteur d'étalement :  $2N$
- nombre de séquences assignées à un secteur :  $N$
- deux secteurs adjacents utilisent des sous-ensembles de séquences disjoints, chacun de cardinal  $N$
- nombre d'utilisateurs maximum dans chaque secteur :  $N$

Il reste à minimiser l'interférence entre utilisateurs de cellules voisines. Toutes les cellules voisines utilisant une même bande de fréquences, et l'orthogonalité se perdant à cause de la non synchronisation des stations de base, un utilisateur dans une cellule interfère avec tous les utilisateurs des autres cellules. Mais l'interférence est déterministe et n'est pas uniforme. Pour la rendre uniforme d'une manière connue, on met en œuvre un codage supplémentaire, réalisé en utilisant des séquences PN distinctes dans chaque cellule.

Le signal de chaque utilisateur est donc d'abord étalé par une séquence de longueur  $2N$  et est multiplié ensuite par une séquence PN, elle aussi de longueur  $2N$ , sans étalement spectral supplémentaire. La multiplication est faite chip issu du codeur de Walsh-Hadamard par bits de la séquence PN. Cette dernière opération, montrée sur la figure 4, est destinée

à séparer des signaux de différentes cellules. Il n'y a ainsi aucune interférence entre utilisateurs d'une même cellule car leurs codes respectifs sont orthogonaux. Mais un utilisateur donné interfère avec des utilisateurs de toutes les autres cellules. L'interférence n'est pas nulle car les différentes séquences PN envisageables ne sont pas orthogonales entre elles.

Dans la voie montante, d'un terminal utilisateur vers une station de base, les stations de base reçoivent de l'interférence venant d'un petit nombre d'utilisateurs situés dans les champs de leur secteur. Ce petit nombre, montré schématiquement dans les zones grisées sur la figure 5, est le nombre des utilisateurs dont les antennes sont orientées vers la station de base au centre de la figure 5. Le niveau total d'interférence est donc faible, et égal pour tous les utilisateurs.

Au contraire de la voie montante, l'interférence subie par un utilisateur dans la voie descendante dépend de sa position à l'intérieur d'un secteur. Examinons d'abord le cas des utilisateurs situés aux points A, B et C de la figure 6. L'utilisateur A est situé en limite de secteur, sur une ligne diagonale passant par sa station de base. L'antenne de cet utilisateur est pointée vers sa station de base qui est à une distance  $\sqrt{2}D$ . Cette antenne est également dirigée vers une autre station de base à une distance  $3\sqrt{2}D$ . Si le secteur associé à cette autre station de base comprend K utilisateurs, alors le rapport C/I est donné par

$$C/I = 10 \log[(2N/K)3^2] \quad (1)$$

En effet, pour un signal utile normé à 1, l'interférence créée par un utilisateur unique s'élève à  $\frac{1}{2N \times 3^2}$ , où les termes  $3^2$  et  $2N$  expriment respectivement le rapport des carrés des distances et le gain apporté par les séquences PN (le coefficient de corrélation de deux séquences PN de longueur  $2N$  judicieusement choisies étant égal à  $1/2N$ ). En présence de K utilisateurs, le rapport C/I est donc bien exprimé par (1). Il décroît avec K. Pour  $K=N$ , on a :

$$C/I = 10 \log(2 \times 3^2) = 12.5 \text{ dB}$$

L'antenne de l'utilisateur est également pointée vers d'autres stations de base, également situées sur la diagonale, à des distances  $(2M+1) \sqrt{2}D$ , avec  $M > 1$ , mais, la distance étant plus importante, l'interférence correspondante ne sera pas prédominante.

L'utilisateur B est situé en limite de secteur, sur la ligne horizontale

- passant par la station de base. L'utilisateur C est également en limite de secteur, sur la ligne verticale passant par la station de base. L'antenne de l'un ou l'autre de ces utilisateurs est pointée vers sa station de base qui est à une distance D. Cette antenne est également dirigée vers une autre station de base à une distance  $3 \times D$ , et elle reçoit des interférences provenant de deux secteurs de la cellule centrée autour de cette autre station de base. Si ces deux secteurs comprennent respectivement  $K_1$  et  $K_2$  utilisateurs, alors le rapport C/I est donné par :

$$C/I = 10 \log \left[ \left( \frac{2N}{K_1 + K_2} \right) \times 3^2 \right]$$

- 10 Pour  $K_1 = K_2 = N$ , on a  $C/I = 10 \log(3^2) = 9.5 \text{ dB}$

On peut remarquer que ces rapports C/I de 12.5 dB et 9.5 dB ne sont valables, dans chaque secteur, qu'au voisinage, d'une part du point A, d'autre part des points B ou C. En fait, en dehors des zones grisées (voir figure n° 7), le rapport C/I sera bien supérieur à ces valeurs.

- 15 Par exemple, un récepteur en un point A', situé sur la diagonale à mi-distance entre l'extrémité du secteur et la station de base, c'est-à-dire en limite de zone grisée, reçoit bien plus fortement le signal de sa station de base qu'un signal interférant provenant d'une autre station de base. Le rapport C/I (dans le cas où  $K = N$ ) est alors égal à :

20 
$$C/I = 10 \log \left[ 2 \times \left( \frac{D\sqrt{2}/2 + 2D\sqrt{2}}{D\sqrt{2}/2} \right)^2 \right] = 17 \text{ dB}$$

Pour les points B' ou C' situés sur l'horizontale ou la verticale à mi-distance entre l'extrémité du secteur et la station de base, c'est-à-dire en limite de zone grisée, le rapport C/I (dans le cas où  $K = N$ ) est égal à :

$$C/I = 10 \log \left[ \left( \frac{D\sqrt{2}/2 + 2D\sqrt{2}}{D\sqrt{2}/2} \right)^2 \right] = 14 \text{ dB}$$

- 25 En conséquence, on peut donc distinguer, pour le rapport C/I, trois zones distinctes dans un secteur donné :

- une zone de forte interférence, au voisinage des points B et C où le rapport C/I prend une valeur minimum de 9.5 dB, égale à la valeur obtenue pour un système de même bande 2W utilisant le TDMA;

- une zone d'interférence un peu plus modérée, au voisinage du point A, où le rapport C/I peut descendre jusqu'à 12.5 dB;

- enfin le reste du secteur, où le rapport C/I sera toujours supérieur à 14 dB (voire supérieur à 17 dB entre A' et la station de base).

5 Les antennes des utilisateurs étant directives (angle l'ouverture de l'ordre de 2° à 4°), cette zone de plus faible rapport C/I couvrira en fait la plus petite partie du secteur, ce qui ouvre la voie à la possibilité d'améliorer les rapports C/I des zones à rapport C/I plus faible, moyennant un surcoût de codage raisonnable.

10 Dans l'invention, on peut se fixer plusieurs objectifs :

1er objectif : améliorer le rapport C/I des zones B et C (les plus mal loties),

2ème objectif : améliorer encore plus nettement le rapport C/I des zones B et C et en parallèle améliorer également (mais plus modestement) le rapport C/I de la zone A (qui deviendrait sans cela la plus mal lotie)

15 L'idée de l'invention est d'assigner aux utilisateurs les plus défavorisés par leur position géographique à l'intérieur d'un secteur un procédé de codage leur permettant de bénéficier d'un gain par rapport aux autres utilisateurs, afin de compenser leur handicap à priori. A cet effet, la  
20 délimitation des zones A, B ou C définie en figures 5 ou 7 ne sert qu'à illustrer cette différence de traitement en fonction de la position géographique de l'utilisateur. L'invention reste parfaitement applicable à des zones dont les limites seraient différentes, par exemple une zone B s'étendant du point B jusqu'à un point situé au-delà ou au contraire en deçà  
25 du point B' sur la ligne horizontale joignant B et la station de base associée.

Le rapport C/I est supérieur à 12.5 dB en tout point situé en dehors des zones B et C. Dans l'invention, sans modifier la durée des chips, et donc l'occupation spectrale, on associe une séquence de codage de longueur double, 4N, ou triple ou quadruple, au lieu d'une longueur simple de 2N, aux  
30 communications descendant d'une station de base avec des utilisateurs défavorisés des zones B et C. Ceci réduit de 3 dB pour le doublement, ou de 4,8 dB pour le triplement ou de 6 dB pour le quadruplement, pour ces utilisateurs défavorisés, l'interférence en provenance d'un signal émis par une autre station de base adjacente et destiné à d'autres utilisateurs. Dans  
35 la pratique, on verra sur les figures 8a et 8b comment d'une manière

préférée chaque symbole à transmettre à un tel utilisateur défavorisé subit au moins deux codages successifs par deux séquences simples de codage de longueur  $2N$  pour former ainsi une séquence double de longueur  $4N$ , et que cette opération de codage produit des symboles de  $4N$  chips. Les

5 séquences de longueur  $4N$  doivent être orthogonales aux séquences de longueur  $2N$  des autres utilisateurs et doivent être orthogonales entre elles. Les bits de ces trains de  $4N$  chips successifs sont ensuite traités dans un émetteur comme les bits des séquences de  $2N$  chips.

On se trouve alors dans une situation où des utilisateurs sont

10 desservis par des codages avec une seule séquence simple de codage de longueur  $2N$  par symbole, alors que des utilisateurs défavorisés bénéficient d'une séquence double de longueur  $4N$  par symbole. Au besoin, on pourrait attribuer une séquence de codage triple ou quadruple pour coder un même symbole des messages à transmettre pour ces utilisateurs défavorisés. Tout

15 se passe comme si on rajoutait une redondance par répétition du symbole pour certains messages seulement. Les messages pour lesquels une telle redondance est ajoutée sont des messages à destination d'utilisateurs géographiquement repérés, dont on connaît le caractère défavorisé de la communication, et dont on peut améliorer la qualité par un repérage des

20 séquences de codage qui leur sont attribués, et par un doublement (triplement ...) des codages des symboles de leur message par ces séquences.

En compensation, comme cette opération divise par deux (par trois, par quatre, ...) le débit d'information (la durée des chips reste identique avec

25 un même facteur d'étalement, de manière à ne pas augmenter l'occupation spectrale), on préfère associer deux séquences de codage de longueur  $4N$  à l'utilisateur en question pour garder son débit d'information constant (et donc offrir à cet utilisateur le même service qu'aux autres utilisateurs). Le gain de qualité de 3 dB n'est donc pas net, puisque le nombre de séquences

30 associées par la station de base va augmenter.

Supposons que le nombre d'utilisateurs avec des séquences doubles de longueur  $4N$  soit, par secteur, égal à  $m$ . Le nombre total de séquences simples est alors  $(N-m)+2m = N+m$ . En effet  $N-m$  utilisateurs ont une séquence simple avec une longueur de codage de  $2N$ , et  $m$  utilisateurs ont

35 une séquence double avec une longueur de codage de  $2 \times 2N$ . Le gain réel

en qualité est :

$$G = 10 \log \left( 2 \frac{N}{N+m} \right)$$

pour  $m = N/20$        $G = 2.8 \text{ dB} \Rightarrow C/I_{(B \text{ ou } C)} = 12.3 \text{ dB}$

pour  $m = N/8$        $G = 2.5 \text{ dB} \Rightarrow C/I_{(B \text{ ou } C)} = 12 \text{ dB}$

5      pour  $m = N/4$        $G = 2.0 \text{ dB} \Rightarrow C/I_{(B \text{ ou } C)} = 11.5 \text{ dB}$

10      Le gain net est d'autant meilleur que le nombre d'utilisateurs nécessitant une séquence de longueur double est réduit, donc que les surfaces B et C ont une aire réduite. L'invention est parfaitement applicable aux systèmes d'accès radio fixe, où la directivité des antennes des terminaux utilisateurs est importante.

Un exemple de génération de séquences allongées à partir d'une séquence de longueur simple, pour  $N = 4$  et  $m=1$ , peut être le suivant :

1 1 1 1 1 1 1 1    s1    1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1      - deux séquences de  
1 1 1 1 1 1 1 1 - 1 - 1 - 1 - 1 - 1 - 1 - 1 - 1      longueur  $4N=16$  sont  
15      associées à un  
utilisateur  
1-1-1-1-1-1-1-1    s2      - trois utilisateurs ont  
11-1-11-1-1-1-1    s3      une séquence de  
1-1-11-1-1-1-1    s4      longueur  $2N = 8$

20      Les figures 8a et 8b montrent une mise en œuvre préférée du procédé de l'invention pour un utilisateur défavorisé. Celui-ci transmet un message comportant des symboles  $a_1, a_2, a_3, a_4 \dots$ . A chaque temps de symbole  $T_s$ , avec un codage CDMA classique, on affecterait normalement une séquence de longueur  $2N$ , ici  $2N$  vaut 8. Donc la durée  $T_s$  est égale à  $2N$  fois le temps  
25       $T_c$  d'un chip. Dans l'invention, au symbole  $a_1$ , on affecte une séquence de codage de longueur  $4N$  (de longueur 16 ici). La séquence de codage dure naturellement plus longtemps que le temps symbole  $T_s$  du symbole  $a_1$  puisque le nombre de chips émis est double sans changer l'occupation en fréquence de la porteuse. Deux solutions sont possibles.

30      Soit, figure 8a, on accepte de pénaliser l'utilisateur et on réduit son débit utile par deux (ou trois ou quatre selon le type de séquence multiple utilisé). Dans ce cas, le temps symbole réel devient le double (le triple, le quadruple ...) du temps symbole de base. En pratique, pour conserver une architecture d'émetteur existante, le plus simple est de faire coder deux fois



de suite un symbole  $a_1$  à émettre par séquence  $2N_i$  retenue pour un utilisateur. En réception, le plus simple est de considérer une longueur double de décodage de  $4N$ . Dans ce cas, le décodeur utilise une séquence de  $4N$ , par exemple celle qui est la première indiquée ci-dessus pour l'utilisateur  $s_1$ .

Soit, figure 8b, on n'accepte pas cette pénalisation. Dans ce cas, on utilise deux chaînes de codage, et deux séquences de codage double (de longueur  $4N$  chacune) simultanément. Par exemple, les deux séquences doubles sont les deux prévues ci-dessus pour l'utilisateur  $s_1$ . Ainsi, le symbole  $a_1$  est codé par le début de sa séquence double, par une première chaîne. Puis on commence à coder avec une deuxième chaîne le symbole  $a_2$  par le début de sa séquence double, alors que le symbole  $a_1$  est encore en cours de codage par la première chaîne et par la deuxième partie de sa séquence double. Chaque séquence double a une longueur  $4N$  et une durée  $4N$  fois  $T_c$ . Lorsque la première chaîne a terminé l'élaboration des chips relatifs au symbole  $a_1$ , elle commence immédiatement, dans des mêmes conditions, l'élaboration des chips du symbole  $a_3$ , alors que le symbole  $a_2$  est encore en cours de codage par la deuxième chaîne. Et ainsi de suite. Si on choisit des séquences de codage de longueur triple ou quadruple, de préférence il y aura trois chaînes ou quatre chaînes de codage travaillant simultanément. On constate qu'en agissant ainsi, deux symboles (au moins) sont émis simultanément, au moins en partie. Dans ce cas, un récepteur adapté devra comporter deux chaînes (trois chaînes, quatre chaînes) de décodage. Ces chaînes sont mises en service simultanément pour décoder alternativement des symboles  $a_1, a_2, a_3, a_4$  d'un message transmis à cet utilisateur.

La première séquence double comporte une répétition d'une même séquence simple (avec huit 1 ici) alors que la deuxième séquence double comporte une séquence simple (la même que pour la première séquence double) et une autre séquence simple complémentaire de la première séquence simple. De cette façon les deux séquences doubles orthogonale l'une à l'autre. En théorie, il serait possible de constituer les séquences doubles à partir de n'importe quelle séquence simple, du moment que les séquences doubles obtenues sont orthogonales entre elles. Cependant, de telles séquences doubles étant constituées de séquences simples, il

convient de ne pas neutraliser inutilement des séquences simples orthogonales entre elles et dont le nombre est limité (à  $2N$ ) et limite de ce fait le nombre d'utilisateurs dans la cellule.

On notera que le doublement, le triplement ou autre de ces chaînes n'est pas particulièrement pénalisant en terme de matériel car les codages et décodages sont des opérations traitées par des processeurs de traitement déjà contenus dans la station de base et les terminaux d'utilisateurs.

Dans le cadre de la figure 8b, on pourrait aussi transmettre les deux symboles  $a_1$  et  $a_2$  complètement simultanément sur les deux chaînes, et poursuivre par la transmission des symboles  $a_3$  et  $a_4$  et ainsi de suite.

Pour obtenir des gains plus élevés, en attribuant aux utilisateurs situés dans les zones de forte interférence des séquences de longueur encore plus élevée, par exemple  $8N$ , et afin de respecter la contrainte de non-augmentation de l'occupation spectrale, le nombre de séquences à affecter à ces utilisateurs est également plus élevé (égal à 4 pour des séquences de longueur  $8N$ ). On pourra par exemple utiliser la stratégie suivante :

- utilisation de séquences de longueur  $8N$  pour les utilisateurs situés dans les zones B et C : gain brut de 6 dB ;
- utilisation de séquences de longueur  $4N$  pour les utilisateurs situés dans la zone A : gain brut de 3 dB;

L'exemple suivant illustre cette affectation :

- Nombre total d'utilisateurs :  $N = 4$
- Nombre d'utilisateurs en zone B ou C :  $m_1 = 1$
- Nombre d'utilisateurs en zone A :  $m_2 = 1$

Soit un utilisateur en zone B ou C avec quatre séquences de longueur  $8N$  élaborées à partir de la séquence 11111111

qui devient d'une part 11111111 11111111

qui elle-même devient 11111111 11111111 11111111 11111111,  
et 11111111 11111111 -1-1-1-1-1-1-1-1 -1-1-1-1-1-1-1-1,

et d'autre part 11111111-1-1-1-1-1-1-1-1

qui devient 11111111 -1-1-1-1-1-1-1-1 11111111 -1-1-1-1-1-1-1-1,  
et 11111111 -1-1-1-1-1-1-1-1 -1-1-1-1-1-1-1-1 11111111.

On voit là aussi seulement une séquence simple est utilisée pour produire toutes les séquences quadruples. La séquence simple est

seulement combinée avec son image complémentaire. Ainsi de préférence on concatène une séquence simple avec une répétition de cette séquence simple ou avec une séquence simple complémentaire.

- 5 Soit un utilisateur en zone A avec deux séquences de longueur  $4N$  élaborées à partir de la séquence 1-11-11-11-1 qui devient d'une part 1-11-11-11-1 1-11-11-11-1 et d'autre part 1-11-11-11-1 -11-11-11-11.

Soient deux utilisateurs avec une séquence de longueur  $2N$  (a) 11-1-111-1-1 et (b) 1-1-111-1-11.

- 10 Pour le cas général, le gain net peut être évalué en considérant le nombre d'utilisateurs total ( $N$ ), le nombre d'utilisateurs en zone B ou C ( $m_1$ ) et le nombre d'utilisateurs en zone A ( $m_2$ ) :

$$\begin{aligned} \text{Le nombre total de séquences} : T &= (N - m_1 - m_2) + 4 \times m_1 + 2 \times m_2 \\ &= N + 3 \times m_1 + 1 \times m_2 \end{aligned}$$

- 15 Dans la zone B ou C, le gain net s'élève donc à :

$$G_{\text{net}} = 10 \log \left( 4 \times \frac{N}{N + 3m_1 + m_2} \right), \text{ où :}$$

(i) le facteur 4 exprime l'allongement par un facteur 4 des séquences assignées aux utilisateurs dans les zones B ou C ;

(ii) le facteur  $\frac{N}{N + 3m_1 + m_2}$  exprime le rapport entre le

- 20 nombre total de séquences simples assignées en tenant compte de l'assignation de plusieurs séquences simples aux utilisateurs dans certaines zones et le nombre de séquences simples qui seraient assignées si tous les utilisateurs avaient une seule séquence

Dans la zone A, le gain net s'élève à

25  $G_{\text{net}} = 10 \log \left( 2 \times \frac{N}{N + 3m_1 + m_2} \right), \text{ où :}$

(i) le facteur 2 exprime l'allongement par un facteur 2 des séquences simples assignées aux utilisateurs dans la zone A;

(ii) le facteur  $\frac{N}{N + 3m_1 + m_2}$  : voir ci-dessus

Cette réalisation conduit aux exemples numériques suivants:

- 30 (a)  $m_1 = N/8$  et  $m_2 = N/8$

Pour la zone B ou C, le rapport C/I en l'absence d'allongement des

séquences est de 9.5 dB, le gain brut dû à l'allongement des séquences est de 6 dB, la diminution de gain due à l'augmentation du nombre de séquences est de 1.8 dB. Le rapport C/I minimum en zone B ou C est de 13.7 dB

- 5 Pour la zone A, le rapport C/I en l'absence d'allongement des séquences est de 12.5 dB, le gain brut dû à l'allongement des séquences est de 3 dB, et la diminution de gain due à l'augmentation du nombre de séquences est de 1.8 dB. Le rapport C/I minimum en zone A est donc de 13.7 dB

- 10 (b)  $m_1 = N/20$  et  $m_2 = N/20$

Pour la zone B ou C, le rapport C/I en l'absence d'allongement des séquences est de 9.5 dB, le gain brut dû à l'allongement des séquences est de 6 dB, et la diminution de gain due à l'augmentation du nombre de séquences 0.8 dB. Le rapport C/I minimum en zone B ou C est de 14.7 dB.

- 15 Pour la zone A, le rapport C/I en l'absence d'allongement des séquences est de 12.5 dB, le gain brut dû à l'allongement des séquences est de 3 dB, et la diminution de gain due à l'augmentation du nombre de séquences est de 0.8 dB. Le rapport C/I minimum en zone A est de 14.7 dB.

- 20 Une évaluation des rapports  $m/N$  peut être menée en calculant le rapport entre les aires des zones grisées d'un secteur et du secteur lui-même (en supposant les terminaux d'utilisateur uniformément répartis à l'intérieur d'un secteur). Ce rapport dépend de la directivité de l'antenne des utilisateurs. Si les utilisateurs sont répartis de manière homogène à l'intérieur d'un secteur, l'exemple (b) correspond au cas où l'ensemble (Zone B + Zone C) couvre 5% de la surface d'un secteur, la zone A également 5% et la zone "non grisée" 90%.
- 25

- Les considérations ci-dessus ont été développées dans le cadre d'un réseau cellulaire rectangulaire idéal. Elles pourraient également être appliquées à d'autres topologies de réseau cellulaire, par exemple à motif hexagonal, où les stations de base utilisent des antennes sectorielles de 120°. Dans un système réel, implanté sur le terrain, la géométrie des cellules ne sera pas aussi régulière, car elle devra prendre en compte la topographie du terrain et l'existence de constructions.
- 30

- Du point de vue des interférences, elles peuvent dans certains cas être partiellement réduites en choisissant judicieusement l'emplacement et la
- 35

hauteur des station de base, dans la limite des possibilités offertes par le terrain et les constructions.

5 Par contre les terminaux d'utilisateur sont en pratique trop nombreux pour bénéficier de ces techniques d'ingénierie. De plus leur site d'installation est fondamentalement déterminé par la domiciliation de l'utilisateur, et non par des paramètres d'ingénierie. Contrairement aux stations de base, leur installation pourra ne pas faire appel à des équipes maîtrisant parfaitement les techniques d'ingénierie de site.

10 Il est impossible en pratique de minimiser de manière réellement significative les interférences par l'utilisation des techniques classiques d'ingénierie.

15 Par conséquent le procédé décrit plus haut présente un grand intérêt : sa mise en œuvre est très simple dans un système dit de service fixe puisqu'il suffit d'allouer les séquences rallongées aux stations d'utilisateur dont la position géographique correspond aux zones de forte interférence. Il est possible de plus, en déduisant de la nature du terrain et des constructions une carte des interférences, de prévoir le niveau d'interférence que subira un utilisateur implanté en un endroit donné et donc de lui affecter à priori le type de séquence convenant à son cas, même dans le cas d'un  
20 réseau réel. . Des modèles numérisés du terrain réel ont déjà été établis pour le territoire français par exemple et sont utilisables pour ce type de calcul.

25 Dans le cas où la station d'utilisateur serait transportable, le système pourrait également être utilisé moyennant par exemple un dispositif de localisation associé à ces stations.

Eventuellement, les conditions de détection peuvent être déterminée de manière empirique et les stations d'utilisateurs peuvent être munies d'un dispositif de commutation qui permet de choisir ou non un mode avec redondance ou un mode normal.

## REVENDICATIONS

- 1 - Procédé de transmission de messages de type CDMA entre une station de base et des terminaux d'utilisateur dans lequel,
- 5       - pour des messages destinés à certains terminaux d'utilisateur, on code des symboles de ces messages avec une séquence de codage de  $2N$  bits pour produire des séquences de  $2N$  chips, et
- on émet les chips, caractérisé en ce que
- 10       - pour des autres messages destinés à certains autres terminaux d'utilisateur, on code des symboles de ces autres messages avec une séquence de codage de  $k2N$  bits pour produire des séquences de  $k2N$  chips,  $k$  étant un entier plus grand que un.
- 2 - Procédé selon la revendication 1, caractérisé en ce que
- 15       - pour ces autres messages, on émet simultanément au moins deux symboles.
- 3 - Procédé selon la revendication 2, caractérisé en ce que
- pour ces autres messages, on émet simultanément  $k$  symboles.
- 4 - Procédé selon l'une des revendications 1 à 3, caractérisé en ce
- 20       que
- on sectorise une cellule de rayonnement d'une station de base en secteurs,
- on utilise une même fréquence de porteuse pour tous les secteurs de la cellule sectorisée,
- 25       - on répartit des séquences de codage en sous-ensembles ( $S_1$ ,  $S_2$ ),
- on affecte des sous-ensembles différents à des terminaux d'utilisateur qui sont situés dans des secteurs voisins ou contigus.
- 5 - Procédé selon l'une des revendications 1 à 4, caractérisé en ce que
- 30       - différentes stations de base d'un système cellulaire émettent des chips sur une même fréquence de porteuse et avec une même bande passante.
- 6 - Procédé selon l'une des revendications 1 à 5, caractérisé en ce que
- 35       - on code les symboles ou les chips par des séquences de bits

aléatoires (PN).

7 - Procédé selon l'une des revendications 1 à 6, caractérisé en ce que

- 5 - pour constituer une séquence de codage  $k2N$ , on concatène une séquence simple avec une répétition de cette séquence simple et ou avec une séquence simple complémentaire.

8 - Procédé selon l'une des revendications 1 à 7, caractérisé en ce que

- 10 - dans un terminal d'utilisateur on met en service simultanément  $k$  chaînes de décodage pour décoder en parallèle  $k$  symboles d'un message transmis à cet utilisateur.

9 - Procédé selon l'une des revendications 1 à 8, caractérisé en ce que

- 15 - dans un terminal d'utilisateur on décode un symbole avec une séquence de décodage de longueur  $k2N$ .

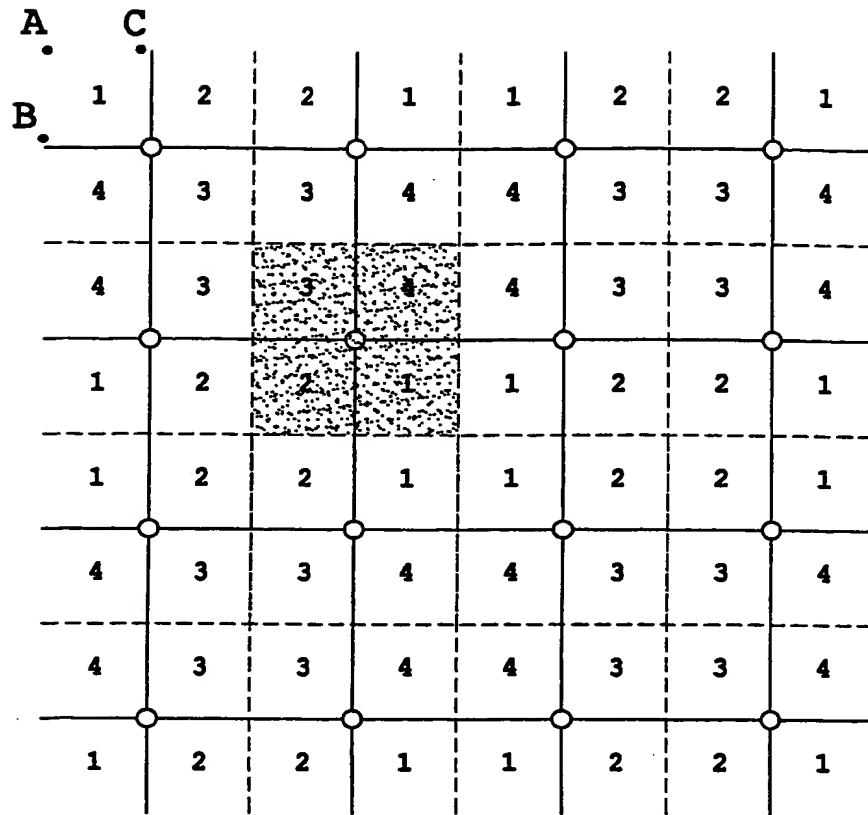


Fig. 1

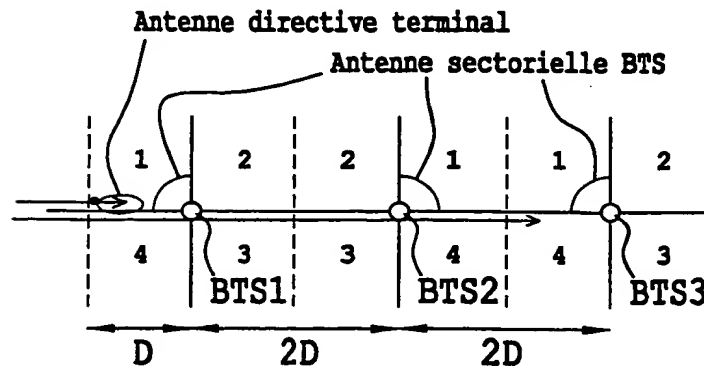
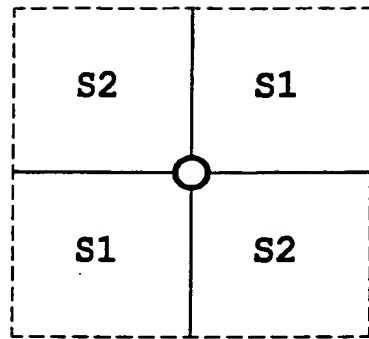


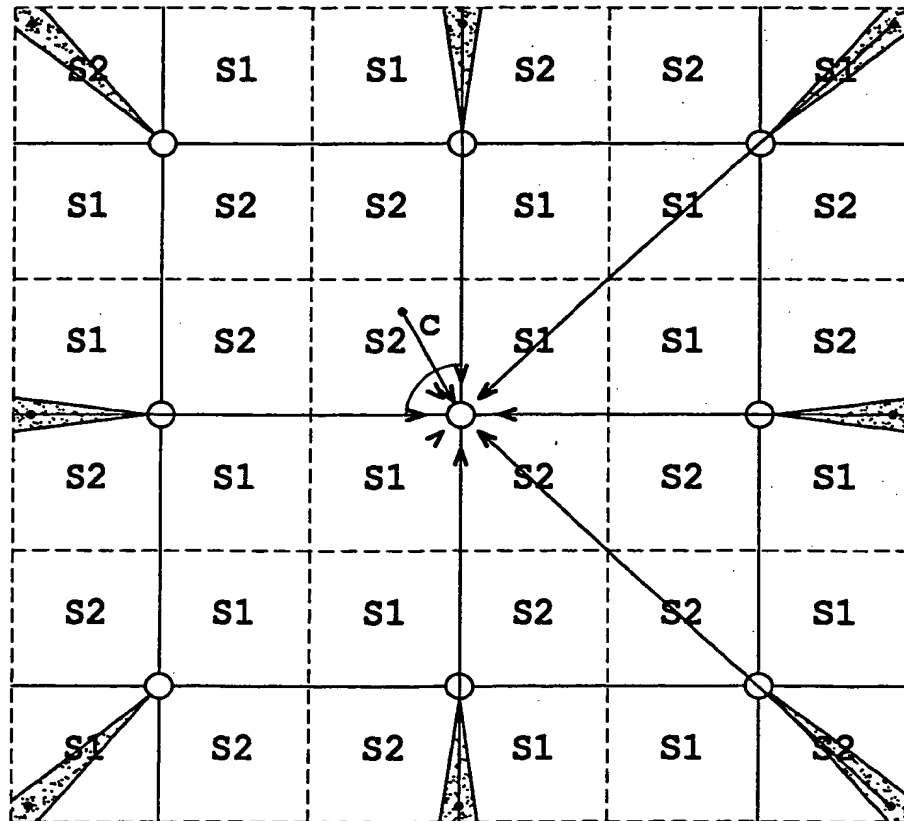
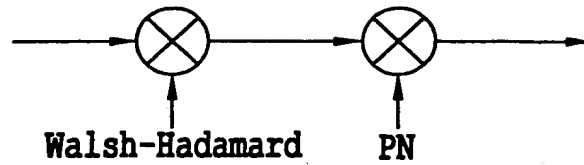
Fig. 2



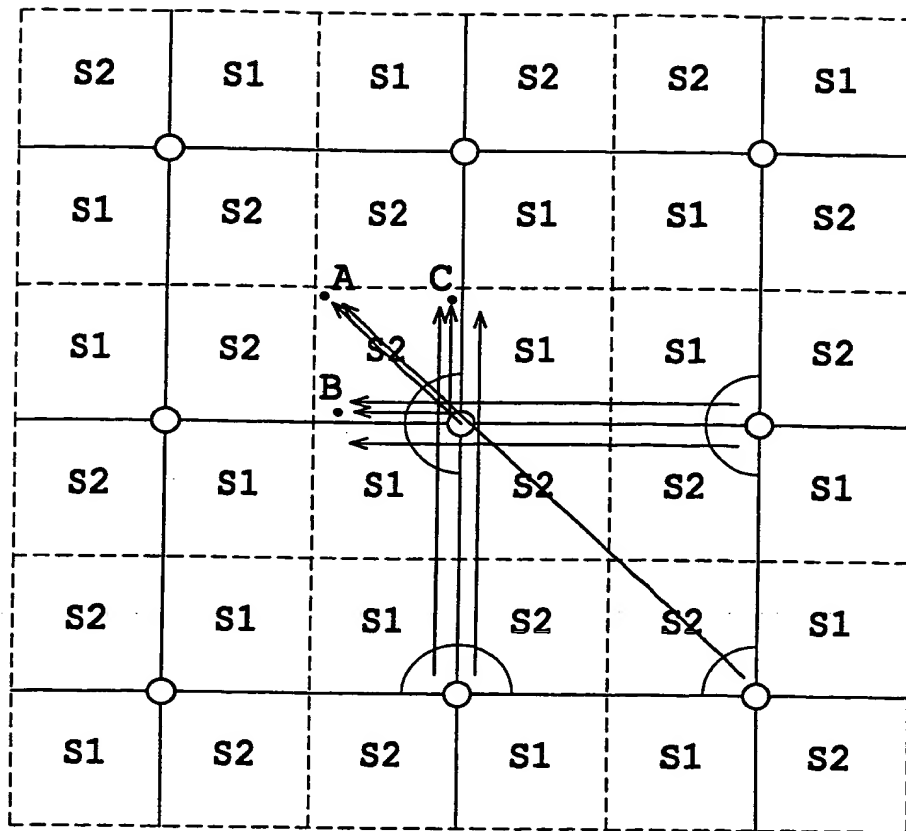


**Fig. 3**

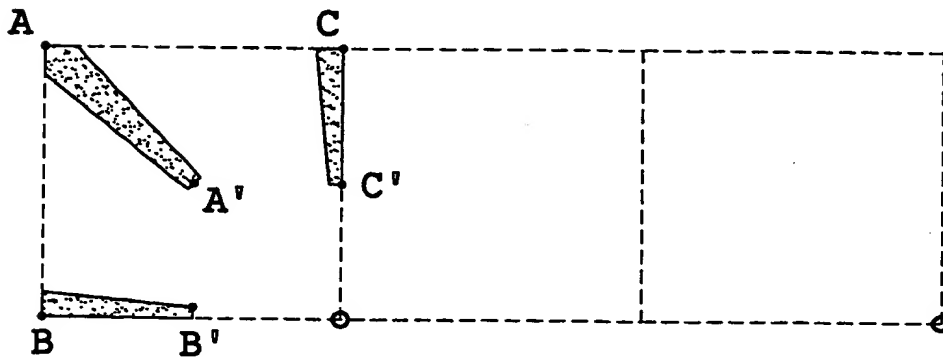
**Fig. 4**



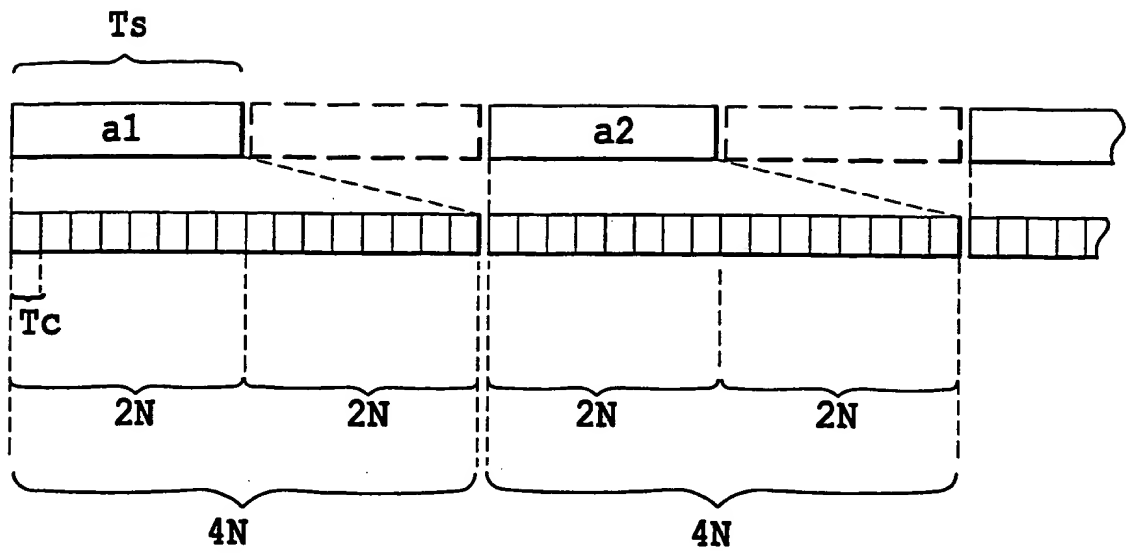
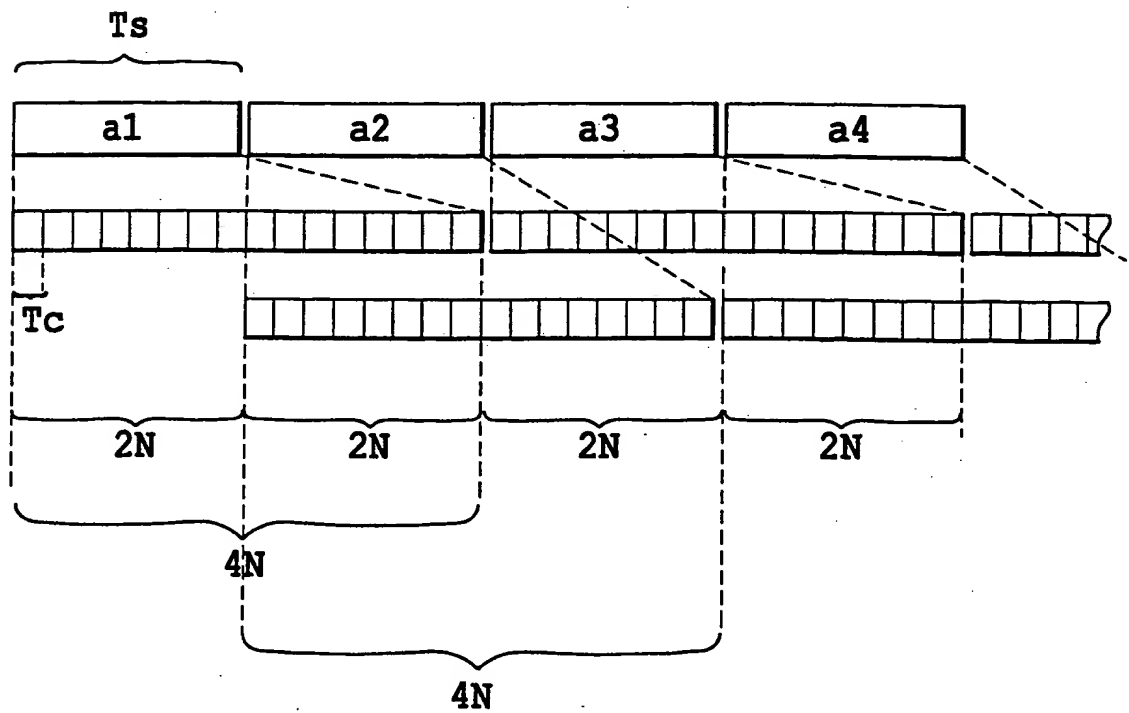
**Fig. 5**



**Fig. 6**



**Fig. 7**

**Fig. 8a****Fig. 8b**

**THIS PAGE BLANK (USPTO)**